

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-044965

(43)Date of publication of application : **16.02.2001**

(51)Int.Cl. H04J 11/00
H04L 1/00

(21)Application number : 11-229852

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 16.08.1999

(72)Inventor : AIZAWA MASAMI

(30)Priority

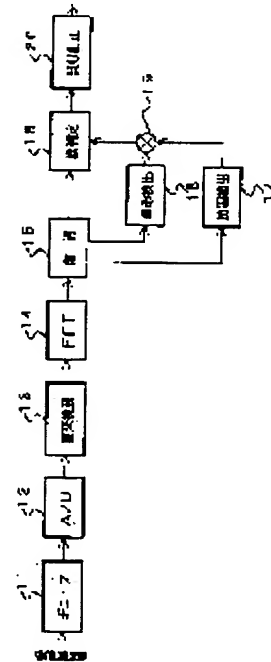
Priority number : 11141287 Priority date : 21.05.1999 Priority country : JP

(54) ERROR CORRECTING DEVICE CORRESPONDING TO FREQUENCY SELECTIVITY INTERFERENCE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the capability of error correction even though the interference of frequency selectivity exists.

SOLUTION: An interference detecting part 17 outputs a signal corresponding to the magnitude of interference affecting a digital transmission signal. A weight detecting part 18 calculates a weight coefficient corresponding to the transmitting method for the digital transmission signal. An output of the part 17 and an output of the part 18 are multiplied by a multiplier 19, and the digital signal is subjected to soft decision based on the multiplied coefficient by a soft decision part 11. An output of the part 11 is subjected to error correction by an error correcting part 12.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 07.09.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3110423

[Date of registration] 14.09.2000

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 1)

(11) 特許番号

特許第3110423号
(P3110423)

(45) 発行日 平成12年11月20日 (2000. 11. 20)

(24) 登録日 平成12年 9 月14日 (2000. 9. 14)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

H 0 4 L 1/00

H 0 4 L 1/00

B

請求項の数13(全 10 頁)

(21) 出願番号

特願平11-229852

(22) 出願日

平成11年 8 月16日 (1999. 8. 16)

審査請求日

平成11年 9 月 7 日 (1999. 9. 7)

(31) 優先権主張番号

特願平11-141287

(32) 優先日

平成11年 5 月21日 (1999. 5. 21)

(33) 優先権主張国

日本 (J P)

(73) 特許権者

000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者

相沢 雅己

神奈川県横浜市磯子区新杉田町 8 番地

株式会社東芝横浜事業所内

(74) 代理人

100058479

弁理士 鈴江 武彦 (外 6 名)

審査官

高野 洋

最終頁に続へ

(54) 【発明の名称】 周波数選択性妨害に対応する誤り訂正装置

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル伝送信号の復調信号に誤り訂正を施す誤り訂正装置において、

前記デジタル伝送信号が受けている妨害の大きさに応じた信号を出力する妨害検出部と、

前記デジタル伝送信号の伝送方式に対応する重み係数を生成する重み係数生成手段と、

前記妨害検出部の出力に基づいて前記重み係数生成手段から出力される重み係数を補正する重み係数補正手段と、

この重み係数補正手段から出力される重み係数に基づいて前記デジタル伝送信号の復調信号を重み付けし軟判定する軟判定部と、

この軟判定部の出力を誤り訂正する誤り訂正部とを具備することを特徴とする誤り訂正装置。

2

【請求項 2】 前記重み係数生成手段は、前記伝送方式の符号化率に対応する重み係数を生成することを特徴とする請求項 1 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 3】 前記重み係数生成手段は、前記伝送方式の変調方法に対応する重み係数を生成することを特徴とする請求項 1 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 4】 前記重み係数生成手段は、さらに、前記妨害検出部の出力から妨害の種類を判別し、前記伝送方式及び妨害の種類に対応する重み係数を生成することを特徴とする請求項 1 に記載の誤り訂正装置。

10

【請求項 5】 前記妨害検出部は、アナログ妨害比を出力することを特徴とする請求項 1 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 6】 前記妨害検出部は、マルチパス比を出力することを特徴とする請求項 1 に記載の誤り訂正装置。

3

【請求項 7】 それぞれパイロット信号が一定の規則で挿入された複数のキャリアの周波数分割多重伝送信号を受信し、この受信信号を直交検波し、この直交検波出力を時間領域から周波数領域へ変換して前記複数のキャリアの信号を取得し、各キャリアから前記パイロット信号を抽出して各受信シンボルの補間信号を生成し、前記パイロット信号と補間信号に基づいて前記複数のキャリアの信号を等化して復調する受信装置に用いられる誤り訂正装置において、

前記パイロット信号と補間信号に基づいて前記複数のキャリアそれぞれの信頼性を判定し、その信頼性の度合に対応する重み係数を生成する重み係数生成手段と、
前記復調された信号を硬判定し、前記復調された信号と硬判定後の信号との差分を求め、この差分値を各キャリアの周波数ごとに時間方向に積分して前記複数のキャリアそれぞれの分散の大きさを求める分散検出手段と、
この分散検出手段で得られた複数のキャリアそれぞれの分散の大きさを規定値と比較して各キャリアの妨害の有無を検出する妨害検出手段と、
この妨害検出手段の検出結果に基づいて前記重み検出手段で得られた重み係数を補正する重み係数補正手段と、
この重み係数補正手段から出力される重み係数に基づいて前記復調された信号を重み付けし軟判定する軟判定部と、
この軟判定部の出力を誤り訂正する誤り訂正部とを具備することを特徴とする誤り訂正装置。

【請求項 8】 前記重み係数補正手段は、前記妨害検出手段で妨害が検出されたキャリアと共にその前後の複数のキャリアを含めて重み係数の補正処理を行うことを特徴とする請求項 7 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 9】 前記重み係数補正手段は、前記妨害検出手段で妨害が検出されたキャリアについて、前記誤り訂正部で消失訂正が行われるように前記重み係数を補正することを特徴とする請求項 7 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 10】 前記妨害検出手段は、前記伝送信号の変調方式、符号化率の少なくとも一方に応じて、前記規定値を切り換えることを特徴とする請求項 9 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 11】 前記重み係数補正手段は、前記妨害検出手段の既定値の切り換えに応じて前記消失訂正の対象となる範囲を切り換えることを特徴とする請求項 10 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 12】 前記重み係数補正手段は、前記重み係数生成手段で得られる信頼性の度合が規定値よりも小さいキャリアについては、前記消失訂正が行われないように前記重み係数を補正することを特徴とする請求項 9 に記載の誤り訂正装置。

【請求項 13】 前記分散検出手段は、前記硬判定の代表シンボルとして複数の変調方式の代表シンボルをまとめておき、受信シンボルと最小距離にある代表シンボル

4

のものを硬判定値とみなすことを特徴とする請求項 7 に記載の誤り訂正装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、例えば OFDM（直交周波数分割多重）方式のように、複数のキャリアにより周波数分割多重した信号を受信する受信装置に用いられ、受信信号に周波数選択性の妨害（スプリアス、マルチパス、同一または近接チャンネル妨害）を受けた成分が存在し、復調性能が悪化する場合は訂正能力を最大限に発揮する誤り訂正装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 周知のように、地上波デジタルテレビジョン放送にあっては、OFDM 方式が最適なデジタル伝送方式の一つとして注目されている。この OFDM 方式は、互いに直交する複数のキャリアにデータを割り当てて変調及び復調を行うもので、送信側では周波数領域の信号を時間領域の信号に変換するための IFFT（逆高速フーリエ変換）処理を行い、受信側では時間領域の信号を周波数領域の信号に戻すための FFT（高速フーリエ変換）処理を行うことを特徴とする。

【0003】 上記 OFDM 方式において、各キャリアは任意の変調方式を用いることが可能であり、例えば同期検波による伝送や遅延検波による伝送が可能である。同期検波においては、送信側で周波数軸上及び時間軸上の所定位置に振幅及び位相が既知のパイロットを挿入しておき、受信側でパイロットを抽出してその振幅及び位相の既知の値に対する誤差を求め、この誤差検出結果に応じて受信信号の振幅及び位相の等化を行う。遅延検波においては、受信シンボル間で差動符号化を行うことで、キャリア再生を行わずに受信信号を復調する。

【0004】 ところで、伝送路にはマルチパスといわれる反射波が存在する。この反射波のレベルが大きいと、直接波と反射波の打ち消しあいが生じて特定のキャリアの受信レベルが落ち込んでしまう。また、伝送帯域にスプリアスが生じたり、アナログテレビジョン放送のような同一チャンネル妨害があると、特定キャリアの受信レベルが大きく変動してしまう。

【0005】 一方、デジタル伝送では、伝送路上での信号劣化や伝送特性の向上といった観点から、誤り訂正が必須となっている。従来の OFDM 受信装置に用いられる誤り訂正装置では、全てのキャリアによって伝送される信号を用いて誤り訂正を行っている。このため、上記のようなマルチパス、スプリアス、アナログ TV 放送等の同一チャンネル妨害により特定のキャリアのみが大きな被害を受けた場合でも、そのキャリアの信号を用いて誤り訂正を行うことになり、特性が悪い方に引っ張られて全体的に特性が劣化してしまうことになる。この問題は、OFDM に限らず、スペクトル拡散等の他のデジタル伝送方式の多重信号を受信する受信装置全てについて生じ

5

ている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、従来のデジタル伝送方式の多重信号を受信する受信装置に用いられる誤り訂正装置では、マルチパス、スプリアス、同一チャンネル妨害（以下、周波数選択性の妨害と総称する）を受けて特定のキャリアのみが大きな被害を受けた場合でも、その信号を用いて誤り訂正を行っているため、全体的に特性が劣化しまう。

【0007】本発明は、上記の問題を解決し、周波数分割多重信号を受信する受信装置において、周波数選択性の妨害を受けた場合でも効果的に誤り訂正を施して特性を向上させることのできる誤り訂正装置を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために本発明は、デジタル伝送信号の復調信号に誤り訂正を施す誤り訂正装置において、前記デジタル伝送信号の伝送方式別に重み係数を用意しておき、受信時に伝送方式に対応する重み係数を選択し、デジタル伝送信号が受けている妨害の大きさに応じて重み係数を補正し、この補正された重み係数に基づいて前記デジタル伝送信号の復調信号を重み付けし軟判定した後、誤り訂正する。

【0009】上記構成による誤り訂正装置によれば、受信信号の伝送方式に対応した最適な重み係数を選択することができるので、いずれの伝送方式による信号を受信した場合でも、周波数選択性の妨害に対して効果的に誤り訂正を施して特性を向上させることができるようになる。

【0010】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態について詳細に説明する。

【0011】（第1の実施の形態）図1は第1の実施の形態に係る誤り訂正装置を備えたOFDM受信装置の構成を示すブロック図である。図1において、図示しない空中線系で受けた受信信号はチューナ11により選局され、A/Dコンバータ12によりデジタル信号に変換された後、直交検波部13に供給される。この直交検波部13は受信信号を準同期直交検波することによりベースバンドのOFDM信号に変換するもので、ここで得られたOFDM信号はFFT処理部14に供給される。このFFT処理部14は入力された時間領域のOFDM信号を周波数領域の信号に変換して、各キャリアの位相と振幅を示すシンボルデータ列を求めるもので、ここで得られた信号は復調部15に供給される。

【0012】この復調部15は、入力される信号中から伝送モード信号を抽出してそのモード情報を判別し、その判別結果に応じて同期検波または遅延検波を行うものである。すなわち、伝送モードが同期検波の場合、OFDM信号の周波数方向及び時間方向に基準となるパイロ

6

ット信号が周期的に挿入されていることを利用し、各パイロット信号を抽出してその振幅及び位相から各キャリアの伝達関数を推定し、その推定結果から各受信シンボルの振幅及び位相等化を行う。このとき、パイロット信号は飛び飛びに挿入されているため、周波数軸、時間軸とも補間処理を行って各シンボルに対応する基準信号を求め、その基準信号と受信シンボルとを比較することで等化を行う。伝送モードが遅延検波の場合、前後のシンボルで複素演算を行うことで搬送波再生を行わずとも検波が可能であり、同期検波のようにパイロット信号を必要としない。

【0013】上記復調部15で同期検波あるいは遅延検波された復調信号は軟判定部16に供給される。また、検波前の受信信号は妨害検出部17に供給され、伝送モード信号は重み検出部18に供給される。上記妨害検出部17は受信信号から妨害量を検出するもので、ここで得られた妨害検出信号は乗算器19に供給される。また、上記重み検出部18は予め複数の符号化率及び変調方式に対応する重み係数テーブルを備え、伝送モード信号中から伝送信号の符号化率及び変調方式の情報を取得して該当する重み係数を求めるもので、ここで得られた重み係数は上記乗算器19に供給される。この乗算器19は妨害検出部17からの妨害検出信号に重み検出部18からの重み係数を乗算することで重み係数を補正するもので、この重み係数は上記軟判定部16に供給される。

【0014】この軟判定部16は乗算器19からの重み係数に基づいて復調信号を軟判定するもので、その軟判定結果は誤り訂正部20に供給される。この誤り訂正部20は軟判定出力にビタビ復号、消失訂正等の誤り訂正処理を施して出力する。

【0015】ここで、上記軟判定部16、妨害検出部17、重み検出部18、誤り訂正部20は、本発明に係る誤り訂正装置を構成するものである。

【0016】上記構成の受信装置において、以下、図2乃至図6を参照して、誤り訂正装置部分の動作を説明する。

【0017】まず、本受信装置にて受信されるOFDM送信波の周波数スペクトラムは、図2中Ctのようにフラットな特性となっている。尚、図2中Nは受信帯域に発生する雑音成分を示している。この雑音成分Nはガウス雑音と称される熱雑音であり、受信帯域全体に渡って一様に分布している。このOFDM送信波の受信時にマルチパスが入ると、受信したOFDM波の周波数スペクトラムは、図3中Crのように、マルチパスにより干渉を生じた部分にディップが生じる。

【0018】この場合、本受信装置では、受信したOFDM波Crをその内部のパイロット信号により等化するため、復調信号は図4中Cdのように元のフラットな信号になる。しかし、この等化の際、ディップを生じた部

7

分の増大に伴って雑音成分Nの対応部分も同様に増大することになるため、図4に示すように復調信号Cdには大きな雑音と小さな雑音が入り交じって重畳されてしまう。このことは遅延検波の場合も同様である。

【0019】また、上記OFDM送信波に対し、図5に示すように同一チャンネルのアナログTV信号が同時に受信されると、アナログTV信号の色副搬送波あるいは音声信号の周波数に相当する部分で妨害の影響を受け、その部分のCN比が著しく劣化する。

【0020】このような復調信号をそのまま訂正するのではなく、雑音レベルに応じた重み付けを行うことにより、より高い訂正能力が得られることは、1998年映像情報メディア学会年次大会3-1「地上伝送路特性を考慮した誤り制御」（原田、相沢、佐藤、杉本）等により既に報告されている。

【0021】ここで、地上波デジタル放送における妨害としては、マルチパス（ゴースト）、フェージング（移動による受信電力、位相の変動）、アナログTV放送による妨害、スプリアスといった多岐にわたる様々な種類がある。しかも、地上波デジタル放送の伝送方式としては、QPSKや64QAMなど、複数の変調方式が併用できるように標準化されている。各変調方式では、それぞれ複数の符号化率をとれるために、妨害性能を考慮した場合、妨害内容、変調方式のどれかの性能を重視すると、別の条件での性能が最適化できなくなるという問題点を持っている。

【0022】図6に、重み係数を横軸に、所要CNを縦軸にとった場合の、符号化率 $r = 1/2$ と $r = 7/8$ の各重み係数の特性を示す。この図6からわかるように、符号化率 $r = 1/2$ における最適な重み係数Aと $r = 7/8$ における最適な重み係数Bは異なる。このことから、重み係数をAまたはBの値、あるいはその中間の値に固定すると、片方、あるいは両方の性能の劣化を避けられない。しかしながら、伝送信号の符号化率に応じて重み係数を切り替えるようにすれば、それぞれの最適値であるA、Bがとれる。このことは変調方式についても同様ながいえる。

【0023】そこで、本実施形態の誤り訂正装置では、上記重み検出部18に、予め符号化率及び変調方式それぞれに対応する重み係数テーブルを格納しておき、復調部15で得られた伝送モード信号中から伝送信号の符号化率及び変調方式の情報を取得して該当する重み係数テーブルを選択し、そのテーブル内の重み係数を出力する。そして、妨害検出部17にて、検波前の受信信号から妨害量を検出し、乗算器19で重み係数に乗算することで最適な重み係数を求める。この重み係数に基づいて復調信号を軟判定し、誤り訂正処理を施して出力する。

【0024】したがって、上記構成による受信装置は、受信信号の符号化率及び変調方式それぞれに対応した最適な重み係数を選択することができるので、いずれの符

8

号化率及び変調方式による信号を受信した場合でも、周波数選択性の妨害に対して効果的に誤り訂正を施して特性を向上させることができる。

【0025】（第2の実施形態）ところで、誤り訂正とは、情報ビットを符号化の際に冗長性を増した符号化ビットとし、その冗長性が持つ特性により、伝送路で付加された誤りを推定し除去することである。このように、情報ビットは符号化により冗長性を増した符号化ビットとなるが、無線伝送においては、伝送条件を考慮し、妨害に対する耐性を犠牲にしても、より多くの情報を送れるように符号化率、即ち冗長性を制御する。この符号化率の制御は、一般に、パンクチャと称する符号化ビットの一部を破棄することにより行われる。

【0026】一方、符号化率が高い場合には、重み訂正が多く行われたりすると、符号化により行われた冗長性が失われ、訂正そのものが困難となる。また、符号化率が低い場合には、十分な冗長性が確保されるが、信頼性の低い大きく誤った信号が混入することによる、復号誤りが問題となり、消失量が少ないと妨害による誤動作の方が支配的になることがある。例えば符号化率が $r = 1/2$ の場合は1.0倍、 $r = 7/8$ の場合は2.0倍という具合である。

【0027】図7は、第2の実施形態に係る誤り訂正装置を備えたOFDM受信装置の構成を示すブロック図である。この実施形態では、上記の問題を考慮し、さらに複数種の妨害検出により重み係数を制御することの特徴とする。以下、図7の説明において、図1と異なる部分についてのみ述べる。

【0028】図7において、軟判定部16、妨害検出部21、重み検出部22、乗算器19、誤り訂正部20は本実施形態の誤り訂正装置を構成するものである。妨害検出部21は、図1の妨害検出部17のように妨害量を検出するだけではなく、受信信号に加わった妨害の種類（例えばアナログTV放送妨害、マルチパス妨害、スプリアス妨害）を判別し、その判別内容と共に妨害量の情報を重み検出部22に与える。この重み検出部22は、図1の重み検出部18のように符号化率及び変調方式それぞれのみに対応した重み係数テーブルを備えるのではなく、符号化率及び変調方式並びに妨害内容別に、妨害量に対応する重み係数を表す複数の重み係数テーブルを備える。そして、復調部15からの伝送モード信号中から符号化率及び変調方式の情報を取得すると共に、妨害検出部21からの妨害内容及び妨害量の情報を取得し、これらの情報から該当するテーブルを判別し、妨害量に対応する重み係数を求めて、乗算器19へ出力する。

【0029】上記妨害検出部21において、妨害内容の判別方法としては、アナログTV放送妨害の場合、予め既知の周波数にピークが生じることを利用する。この場合、重み検出部22では、既知のピーク周波数毎に重み係数テーブルを用意しておき、検出されたピーク周波数

9

に応じてテーブルを選択し、妨害量に対応した重み係数を求める。マルチパス妨害の場合、主波と反射波の受信強度の比率を検出する。この場合、重み検出部22では、その比率について段階的に重み係数テーブルを用意しておき、検出された比率に応じてテーブルを選択し、妨害量に対応した重み係数を求める。スプリアス妨害の場合、主波と輻射波との遅延量を検出する。この場合、重み検出部22では、その遅延量について段階的に重み係数テーブルを用意しておき、検出された遅延量に応じてテーブルを選択し、妨害量に対応した重み係数を求め

【0030】このように、本実施形態の誤り訂正装置では、符号化率及び変調方式のみならず、妨害の種類に応じてテーブルを選択し、妨害量に対応する重み係数を求め、妨害量により補正することで、より最適な重み係数を求めることができるようになり、これによってより精度の高い訂正を行うことが可能となる。

【0031】尚、第1及び第2の実施形態では伝送信号の符号化率及び変調方式の両方が複数種ある場合について説明したが、本発明は符号化率のみ、あるいは変調方式のみ複数種ある場合にも対応可能である。また、受信装置側で特定の符号化率または変調方式だけに対応するようにしてもよい。

【0032】また、上記重み検出部18または22において、重み係数テーブルをROM等のメモリに格納しておくようにしてもよいが、その都度、演算によって求めるようにしてもよい。また、メモリ容量等の制約がある場合には、必要に応じて重み係数テーブルを演算し、メモリに格納しておくようにしてもよい。

【0033】もちろん、本発明に係る誤り訂正装置は、OFDMに特定されるものではなく、スペクトル拡散等の他のデジタル伝送方式の多重信号の場合においても適用可能であり、同様な効果を得ることができる。

【0034】（第3の実施の形態）ところで、従来の受信装置にあっては、パイロットの補間による受信シンボルの信頼性判定だけ、あるいは受信シンボルの分散値検出だけにより妨害検出処理を行う手法が案出されている。どちらの方式も一長一短があり、特定の妨害の場合にしかそれらの応用が適当ではないという問題があった。例えば、パイロットの補間によるものではスプリアス、同一チャンネル妨害で適切に働かない。分散方式ではフェージング伝送路などの時間変動の激しい伝送路上でそれに追従することが困難であり、また、バーストされたパイロットに比べ、検出の信頼性が低く、一部でしか十分な能力を発揮できない。また、分散検出をする際の問題として、日本のISDB-T方式は階層伝送が行われるため、インターリーブで変調方式が不明であり、復調部での硬判定を行うのは困難であった。

【0035】以下に説明する第3の実施形態は、上記の問題を解消することを目的としている。

10

【0036】図8は第3の実施形態に係る誤り訂正装置を備えたOFDM受信装置の構成を示すものである。

尚、本実施形態では、復調部まで第1の実施形態と同じであるので、図1と同部分に同一符号を付して示し、ここでは誤り訂正装置部分について説明する。また、ここでは、OFDMの伝送フォーマットが同期検波モードであり、周波数方向及び時間方向にパイロット信号が所定の配列で挿入されているものとする。

【0037】まず、復調部15で等化処理のために受信信号から抽出されたパイロット信号及びその補間信号は重み検出部23に供給される。この重み検出部23はパイロット信号及びその補間信号の各振幅から各キャリアの信頼性を判定し、その信頼性の度合に応じた重み係数を求めるもので、ここで求められた重み係数は妨害検出部24に供給される。

【0038】一方、復調部15で同期検波された信号は軟判定部25に供給されると共に分散検出部26に供給される。この分散検出部26は、硬判定部261にて復調信号の各受信シンボルについて硬判定を行い、差分・自乗和演算部262にてその硬判定結果と復調信号との差分・自乗和の値をキャリア毎に求める。その結果は積分部263に送られる。この積分部263は入力信号を各キャリア毎にあるいはそのうちの一部のキャリア毎に、かつ一定時間毎に積分することで復調信号の分散値を求めるもので、ここで得られた分散値は妨害検出部24に供給される。

【0039】この妨害検出部24は、レベル判定部241にて、分散検出部26からの分散値を所定のスレッシュホルド値と比較してマルチパス、スプリアス、同一チャンネルのアナログTV信号による妨害量を検出すると共に、その妨害が生じている周波数軸上の位置を判別し、重み係数補正部242にて、その妨害量及び周波数軸上の位置に基づいて重み検出部23からの重み係数を補正するもので、ここで補正された重み係数は軟判定部25に供給される。

【0040】この軟判定部25は復調部15からの復調信号の各シンボルに対して妨害検出部24からの重み係数に基づいて重み付けを行うことで軟判定値を求めるもので、ここで得られた各受信シンボルの軟判定値は誤り訂正部27に供給され、消失訂正等の誤り訂正が施されて出力される。

【0041】上記構成において、以下にその動作を説明する。

【0042】まず、妨害の内容については、第1の実施形態で述べた通りである。すなわち、アナログTV放送による同一チャンネル妨害の場合、チューナ11で選択された同一チャンネル上にアナログTV信号が重なり、特定周波数のキャリアに対して熱雑音（ガウス雑音）の他に大きな雑音が付加され、キャリア誤差が増大する。また、マルチパス伝送路を伝送されてきた信号を受信し

11

た場合には、パイロット信号による等化あるいは遅延検波により受信信号のスペクトルが周波数軸上でフラットに戻されるが、落ち込んだゲインを等化するため、その分、雑音が大きくなって見かけ上 C/N が悪くなり、キャリアごとに異なる C/N 値をもつ。このとき、個々の受信シンボルの分散値が大きくなる。すなわち、この分散値の大きさは妨害量の情報とみなすことができる。

【0043】そこで、上記分散検出部 26 では、硬判定部 261 にて等化後のシンボルと最も近接した代表シンボル点を求め（硬判定）、差分・自乗和演算部 262 にて検出された代表シンボルと等化後のシンボルとの差分・自乗和（すなわちユークリッド距離）を求める。そして、積分部 263 にて差分・自乗和演算結果を各キャリアで時間方向に積分することで該当するキャリアの分散値を求める。

【0044】雑音が高ス雑音の場合、本来の送信シンボル点（既知の代表シンボル点）を中心に受信シンボルが存在し、分散はその半径を示している。キャリア k の送信シンボルのベクトルを S_k とし、雑音 N 、受信シンボルを P_k とすれば

$$P_k = S_k + N$$

と表現できる。図 9 に受信シンボルの分散の様子を示す。

【0045】図 9 において、受信シンボルの代表シンボルとの最小シンボル間距離 $(l, l) - (l, -l)$ は 2 であり、雑音はシンボル間距離を上まわらない場合、硬判定の結果 P_k' は送信シンボルと一致する。つまり、雑音成分は

$$N = P_k - S_k$$

なので、硬判定 $P_k' = S_k$ とした場合、雑音成分は

$$N = P_k' - S_k$$

のように硬判定と復調信号との差分として表現できる。また、雑音 N は時々刻々と変化しており、その方向性は一様乱数となるため、自乗和を求めて積分を行うことで雑音のパワーを推定することができる。同様に、同一チャンネル妨害が入った場合も受信シンボルの円が大きくなり、大きな分散値が算出される。

【0046】次に、誤り訂正の手法について説明する。誤り訂正の前処理として、各受信シンボルを予め既知の代表シンボルと比較して最も近接した代表シンボルとみなして復号する硬判定復号と、代表シンボルとのユークリッド距離等を用いて、段階的に受信点を測定する軟判定復号がある。図 10 に軟判定の一例を示す。また、該当する受信情報の信頼性が低い場合、訂正にあまり寄与させずに訂正を行う消失訂正と呼ばれる手法がある。この消失訂正は、情報の信頼性が低い情報をそのまま用いて訂正するのではなく、その情報の信頼性を下げて訂正するもので、全体の訂正能力をより高めることができる。

【0047】そこで、本実施形態においては、復調部 1

12

5 にて等化用の伝達関数推定のためのパイロット信号とその補間信号を重み検出部 23 に入力し、それぞれの信号の振幅、すなわち信号の強さから各キャリアの信頼性を判定し、その信頼性の度合に応じた重み係数を選択する。この場合、信頼性の度合を段階的に分割し、それぞれの段階に対応する重み係数テーブルを予め用意しておき、判定された信頼性の度合から適切なテーブルを選択するようにすれば、リアルタイム処理を容易に実現可能となる。

【0048】妨害検出部 24 では、分散検出部 26 で得られた分散値をレベル判定することで、周波数選択性の妨害の有無を判定する。その判定結果に基づいて重み検出部 23 からの重み係数を補正する。この補正された重み係数を用いて軟判定部 25 にて復調信号をキャリア毎に軟判定する。これにより、各キャリアごとにその信頼性に対応した重み付けが行われるため、誤り訂正部 27 での消失訂正の精度を高めることができる。

【0049】さらに、具体的な例をあげて本実施形態の処理動作について説明する。

【0050】まず、同一チャンネル妨害は、OFDM 伝送波の周波数間隔には特に相関性があるわけではないため、妨害波がパイロット信号との相関関係がないことにより、たまたま妨害ピークがパイロットと同一の周波数となるかずれるかで妨害の影響の出方が異なってくる。すなわち、復調部 15 にて、妨害を受けたキャリアについてはそのキャリアの信号自身で等化を行うため、妨害の見落としなどが発生する。また、その妨害を受けたキャリアの近傍のキャリアも、妨害を受けたパイロットによる等化により大きく影響を受けることになる。そこで、同一チャンネル妨害を検出した場合には、妨害検出がうまくいかないことがあることを考慮し、妨害検出部 24 において、妨害が検出されたキャリアだけでなく、その前後の複数のキャリアに対しても重み係数の補正処理を行う。

【0051】また、マルチパスによる妨害では、振幅・信頼性の処理が段階的に適応可能なため、重み付けが適当であるが、同一チャンネル妨害といった雑音については、例えば誤り訂正部 27 に用いられる、ガウス雑音に適応的に設計されたビタビ復号器の入力に重み付けを行うのは不適切である。そこで、消失訂正といわれる、信頼性の有無という 2 段階の評価しか行わないこととする。

【0052】妨害検出部 24 では、消失訂正を行うか行わないかを判定するにあたり、あるスレッシュホールド値を超えるかどうかで妨害の大きさを判定するのであるが、その際、異なる符号化率、あるいは異なる符号化方式そのものや変調方式といった、同じ雑音でも符号化特性の強弱によって適切な消失量が異なるため、数段階の消失レベルを設定しておき、誤り訂正を適応する際に、符号化率等の値を考慮して消失をするかの判断をくだすこと

13

とする。例えば、図11に示すように、符号化率 $r = 1/2$ のQPSKは妨害に非常に強い符号なのでスレッシュホールド値を2.0として消失量を減らし、符号化率 $r = 7/8$ の64QAMは妨害に非常に弱い符号なので、スレッシュホールド値を0.5といった低い値にして、消失検出能力をあげてやると効果的である。

【0053】また、妨害量が大きいほどその妨害が影響を及ぼす範囲は広域となるので、図12(a)、(b)に示すように、その妨害による分散の振幅レベルに応じて、消失対象の前後キャリア幅（消失範囲）を広くと

る。
【0054】以上は消失訂正の判定を行う上で分散によるものだけに着目してきたが、さらにその場合のパイロット信号に着目すると、パイロット信号の振幅が小さい時には分散による処理を施さなくても、重みづけ処理をすることで信頼性が下がるために、消失訂正と同様な効果が発揮できる。そこで、パイロット信号の振幅が小さいときは、分散での処理を行わないこととする。この方法の利点は、信号レベルが低い信号を等化によって無理に復元した信号は信頼性が低く、その分散検出結果につ

いても信頼性が低いことを考慮し、処理を施さないでいた方がいいためである。
【0055】以上の説明では、妨害を受けた部分の近傍を消失訂正すると記述したが、もちろん、段階的に軟判定が可能のように、重み係数を割り振るようにしてもよい。

【0056】分散を求める際には、代表シンボルが予め既知である必要があるが、日本の地上デジタル放送方式であるISDB-T方式では、階層伝送を行うため、インターリーブの処理を経た後でないと、変調方式を判明することができない。このため、硬判定を行うのか非常に困難となっている。そこで、本実施形態では、図13に示すように、複数の変調方式（図13では64QAMと16QAM）の代表シンボルの集合の総和をとり、それを新たな代表シンボル点として定義する。そして受信シンボル点から近傍の代表シンボル点の距離を求める。

【0057】具体的には、変調方式ごとに硬判定を行った後、受信シンボルとの距離を算出し、最小のものを求めればよい。訂正可能な程度の伝送状況では、大半の誤りは本来伝送した代表シンボル点の近傍の誤りが支配的であり、異なる変調方式の代表シンボル点と間違えるような場合の一部の誤りを見逃すに過ぎず、本来の目的に対して障害とはならない。

【0058】以上のように、周波数選択性の妨害のある場合でも効果的に誤り訂正を施すことにより特性を向上できる。例えば符号化率が $r = 7/8$ の64QAMでのOFDM特性は、同一チャンネル妨害に対し、何の処理も施さない場合では、ビタビ復号後の誤り率で $2E^{-4}$ 程度を実現するのに妨害比24~25dBが必要となるが、本実施形態の構成によれば、10数dBの妨害にまで耐えうるこ

14

が可能である。

【0059】したがって、上記構成による誤り訂正装置では、キャリア方向（周波数方向）に分散値を見た場合、その分散値の大きな部分がマルチパス、同一チャンネル妨害、スプリアスといった周波数選択性の妨害であると判定し、その部分の受信シンボルに対して、パイロット補間処理によって得られた信頼性の度合いに基づいて重み付けを行うようにしているので、パイロット補間による信頼性に基づく方式と分散方式とを効果的に融合することができる。これによって、より高精度な消失訂正を実行することができるようになり、誤り訂正の能力を向上させることができる。

【0060】尚、第3の実施形態の構成は、単独で実現してもよいが、第1または第2の実施形態と組み合わせる構成すれば、より効果的な誤り訂正が可能となることは勿論である。

【0061】また、第3の実施形態ではOFDM方式を例に説明したが、他のデジタル伝送方式の多重信号の場合においても適用可能であり、同様な効果を得ることができる。

【0062】

【発明の効果】以上説明したようにこの発明によれば、周波数分割多重信号を受信する受信装置において、周波数選択性の妨害を受けた場合でも効果的に誤り訂正を施して特性を向上させることのできる誤り訂正装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施形態に係る誤り訂正装置を備えたOFDM受信装置の構成を示すブロック図。

【図2】 OFDM送信波のスペクトルを示す図。

【図3】 マルチパスが入った場合のOFDM受信信号のスペクトルを示す図。

【図4】 マルチパスの影響を受けたOFDM受信信号を等化した信号のスペクトルを示す図。

【図5】 同一チャンネル妨害を受けた場合のOFDM受信信号のスペクトルを示す図。

【図6】 重み係数と所要C/N特性の関係を示す図。

【図7】 本発明の第2の実施形態に係る誤り訂正装置を備えたOFDM受信装置の構成を示すブロック図。

【図8】 本発明の第3の実施形態に係る誤り訂正装置を備えたOFDM受信装置の構成を示すブロック図。

【図9】 第3の実施形態の分散検出を説明するために、受信シンボルの分散の様子を示す図。

【図10】 第3の実施形態で用いる軟判定の一例を示す図。

【図11】 第3の実施形態において、変調方式に応じて分散値の判定レベルを切り替える例を示す図。

【図12】 第3の実施形態において、妨害による分散の振幅レベルに応じて消失範囲を変化させる例を示す図。

15

【図13】 第3の実施形態において、複数の変調方式の代表シンボルの集合の総和をとり、それを新たな代表シンボル点として定義した一例を示す図。

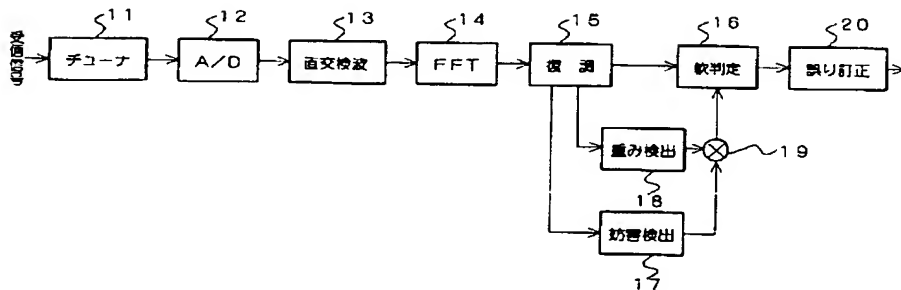
【符号の説明】

11…チューナ、12…A/Dコンバータ、13…直交検波部、14…FFT処理部、15…復調部、16…軟判定部、17…妨害検出部、18…重み検出部、19…乗算器、20…誤り訂正部。

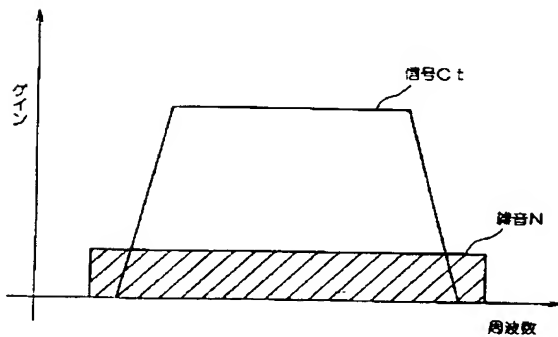
【要約】

【課題】 周波数選択性の妨害があっても誤り訂正の能*

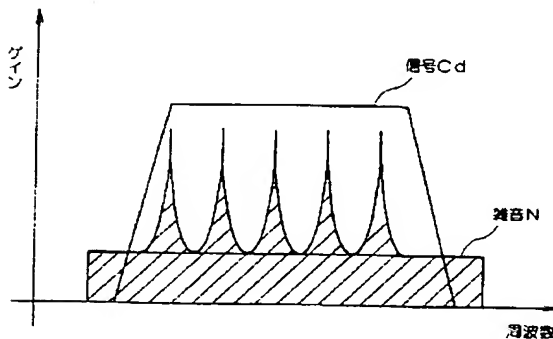
【図1】



【図2】



【図4】

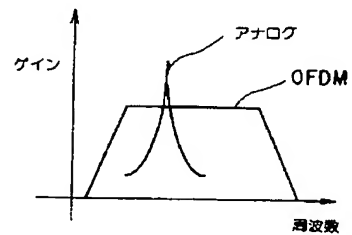


16

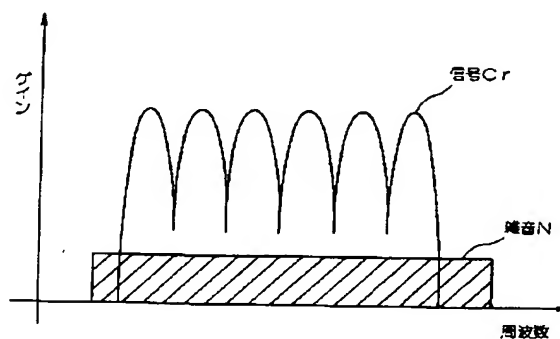
*力を向上させる。

【解決手段】 妨害検出部17からデジタル伝送信号が受けている妨害の大きさに応じた信号が出力される。重み検出部18からデジタル伝送信号の伝送方式に対応した重み係数が算出される。妨害検出部17の出力と重み検出部18の出力とが乗算器19により乗算され、乗算された係数によりデジタル伝送信号が軟判定部11により軟判定される。この軟判定部11の出力は誤り訂正部12により誤り訂正される。

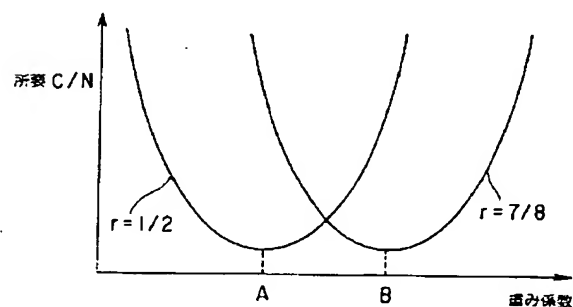
【図5】



【図3】



【図6】



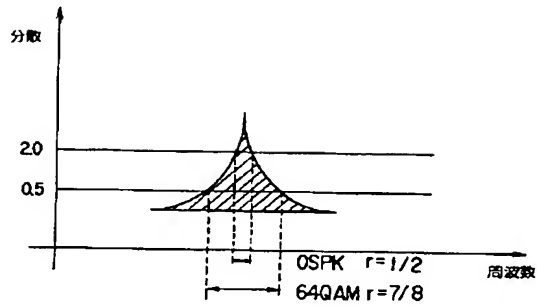
```

graph LR
    MW[中波受信機] --> 11[チューナ]
    11 --> 12[A/D]
    12 --> 13[直交検波]
    13 --> 14[FFT]
    14 --> 15[復調]
    15 --> 22[振幅検出]
    15 --> 21[妨害検出]
    21 --> 19((X))
    22 --> 19
    19 --> 16[軟判定]
    16 --> 20[誤り訂正]
  
```

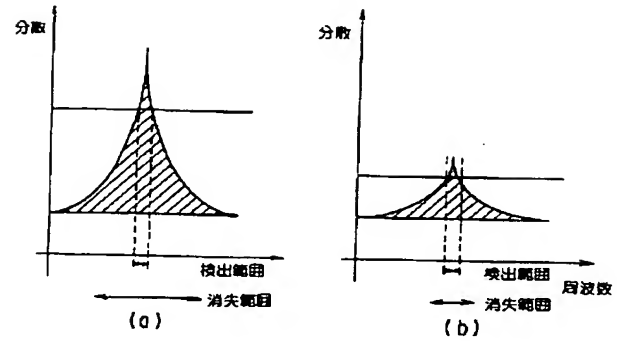
```

graph LR
    11[11 チューナ] --> 12[12 A/D]
    12 --> 13[13 直交検波]
    13 --> 14[14 FFT]
    14 --> 15[15 復調]
    15 --> 25[25 軟判定]
    25 --> 27[27 誤り訂正]
    15 --> 23[23 重み検出]
    23 --> 25
    15 --> 26[26 重み補正]
    26 --> 261[261 硬判定]
    261 --> 262[262 差分・自乗和]
    262 --> 263[263 積分]
    263 --> 241[241 レベル判定]
    241 --> 242[242 重み係数補正]
    242 --> 23
  
```

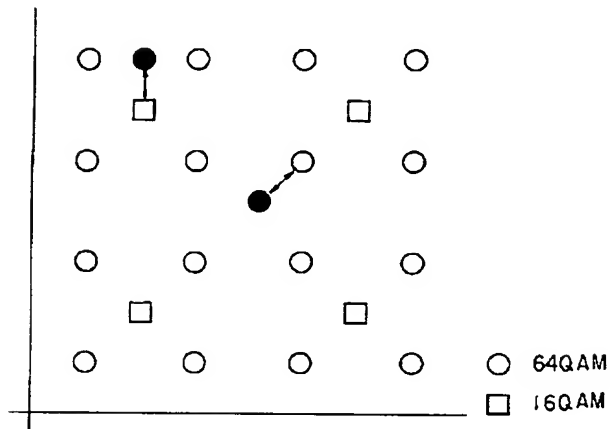
【図11】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

- (56) 参考文献
- 特開 平8-8753 (J P, A)
 - 特開 平11-68696 (J P, A)
 - 特開 平11-252040 (J P, A)
 - 特開 平11-346205 (J P, A)
 - 特開 平11-196141 (J P, A)
 - 特開 平8-46655 (J P, A)
 - 特開 平7-143185 (J P, A)
 - 1998年映像情報メディア学会年次大会
講演予稿集, 1998年7月29日, p. 31-32
 - 電子情報通信学会論文誌, Vol. J
S1-B-1, No. 11, p. 700-708

- (58) 調査した分野 (Int. Cl. 7, D B 名)
- H04J 11/00
 - H04L 1/00